

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 9月13日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-268429

[ST.10/C]:

[JP2002-268429]

出 願 人

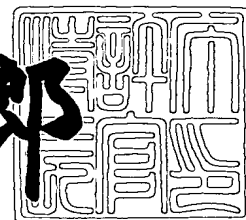
Applicant(s):

京セラ株式会社
KDDI株式会社

2003年 5月20日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3036913

【書類名】 特許願

【整理番号】 J97253A1

【提出日】 平成14年 9月13日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H04B 1/707

【発明の名称】 アレーアンテナシステム及びその指向性制御方法、移動
端末

【請求項の数】 5

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市都筑区加賀原2丁目1番1号 京セラ株
 式会社 横浜事業所内

 【氏名】 童 方偉

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市都筑区加賀原2丁目1番1号 京セラ株
 式会社 横浜事業所内

 【氏名】 加藤 正則

【特許出願人】

 【識別番号】 000006633

 【氏名又は名称】 京セラ株式会社

【特許出願人】

 【識別番号】 000208891

 【氏名又は名称】 ケイディーディーアイ株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100064908

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 志賀 正武

【選任した代理人】

 【識別番号】 100089037

 【弁理士】

【氏名又は名称】 渡邊 隆

【選任した代理人】

【識別番号】 100101465

【弁理士】

【氏名又は名称】 青山 正和

【選任した代理人】

【識別番号】 100108453

【弁理士】

【氏名又は名称】 村山 靖彦

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008707

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9903593

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 アレーアンテナシステム及びその指向性制御方法、移動端末

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを備え、前記各アンテナ素子で受信した受信信号を合成して出力するアレーアンテナシステムにおいて、

前記各アンテナ素子で受信した受信信号の中から、所望信号とキャンセルする干渉信号を検出し選択する制御手段と、

前記各アンテナ素子で受信した受信信号から、前記所望信号と前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルを検出する方向ベクトル検出手段と、

前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルに基づいて、前記キャンセルする干渉信号の数分の擬似信号を生成する擬似信号生成手段と、

前記擬似信号と前記所望信号の到来方向ベクトルから、前記各アンテナ素子の重み係数を生成するアレー重み生成手段と、

前記重み係数によって前記各アンテナ素子で受信した受信信号を重み付けし、その重み付けされた受信信号を合成する信号合成手段と、

を備えたことを特徴とするアレーアンテナシステム。

【請求項 2】 前記制御手段は、

検出した信号の信号レベルに基づいて前記所望信号とキャンセルする干渉信号の選択を行うことを特徴とする請求項 1 に記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 3】 前記方向ベクトル検出手段は、前記各アンテナ素子の位相情報を到来方向ベクトルとして検出することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 4】 請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかの項に記載のアレーアンテナシステムを備えたことを特徴とする移動端末。

【請求項 5】 複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを備え、前記各アンテナ素子で受信した受信信号を合成して出力するアレーアンテナシステムにおけるアレーアンテナ指向性制御方法であって、

前記各アンテナ素子で受信した受信信号の中から、所望信号とキャンセルする干渉信号を検出し選択する制御過程と、

前記各アンテナ素子で受信した受信信号から、前記所望信号と前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルを検出する方向ベクトル検出過程と、

前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルに基づいて、前記キャンセルする干渉信号の数分の擬似信号を生成する擬似信号生成過程と、

前記擬似信号と前記所望信号の到来方向ベクトルから、前記各アンテナ素子の重み係数を生成するアレー重み生成過程と、

前記重み係数によって前記各アンテナ素子で受信した受信信号を重み付けし、その重み付けされた受信信号を合成する信号合成過程と、

を含むことを特徴とするアレーアンテナ指向性制御方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、アレーアンテナシステム及びその指向性制御方法、移動端末に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来のアレーアンテナシステムは、アレーの出力とローカルの参照信号との二乗誤差が最小になるようにアレーの重みを制御する、所謂MMSEベース（例えばLMS, RLS）のアレーアンテナである。上記MMSEベースのアレーアンテナの演算能力に対する要求及び参照信号を生成する際の複雑さを減らすため、符号分割多元接続（CDMA）システムにおいては、従来より、逆拡散後のMMSEベースアレーアンテナがよく用いられている。

また、各アンテナ素子間の位相差検出をベースにした従来のアレーアンテナシステムは、アレーアンテナの各アンテナ素子で受信した信号についての複素共役乗算により、受信信号のアンテナ素子間の位相差を検出する。そして、この位相差に基づいてアレー重み形成アルゴリズム（例えば方向拘束型電力最小化法（DCMP））によりアンテナ素子毎の重み係数を求めて、アレーアンテナの指向性パタ

ーンを形成している（例えば、特許文献 1 参照）。

上記位相差は受信信号の到来方向を示しており、すなわち、該位相差ベクトルは受信信号の到来方向を示すものである。以下、該位相差ベクトルのことを、到来方向ベクトルと称する。

【0 0 0 3】

【特許文献 1】

特開平 1 1 - 2 7 4 9 7 6 号公報

【0 0 0 4】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、上述した M M S E ベースのアレーアンテナシステムは、参照信号の生成が必要である。この参照信号の生成は直接アレーの性能に影響するので、通常、アレーの重み制御本体よりもかなり複雑な構成になっている。したがって、このような構成の複雑さにより、演算能力などが限定される装置（端末など）において適用するには困難な場合がある。

【0 0 0 5】

また、逆拡散後の M M S E ベースアレーアンテナは、演算能力に対する要求及び参照信号を生成する際の複雑さを減らすことができるが、逆拡散利得の影響でヌル点を深く作ることができず、干渉キャンセル能力が低下するという問題がある。

【0 0 0 6】

また、上述した特許文献 1 に記載される、到来方向ベクトルを検出するアレーアンテナシステムは、各アンテナ素子の受信信号のうち、一つの受信信号を基準に選択し、それ以外の受信信号と該基準信号を比べて到来方向ベクトルを検出する。しかしながら、該基準信号自身も受信信号であるために干渉やノイズなどの影響を受けるので、到来方向ベクトルの検出精度が低下してしまう。また、アンテナ素子の受信信号には、着目信号以外に他の信号（干渉、ノイズなど）も多く存在する。このため、複素共役乗算によって複雑な相互変調が発生し、精度の低い到来方向ベクトルしか検出できない虞もある。また、たとえ平均演算などの手段を用いて到来方向ベクトルの検出精度を上げようとしても、干渉などを完全に

除去することはできないので、相互変調発生による検出精度低下の問題は避けられない。しかも、複素共役乗算は非線形演算であるので、干渉などの到来方向ベクトル検出精度に対する影響を予測することは難しく、さらに、到来方向ベクトルを検出するために、アンテナ素子数分に対してマッチトフィルタ演算を行うので、演算量が多く、また消費電力も多い。このように、到来方向ベクトルの検出精度を高めることが難しく、アレーアンテナの指向性パターンを最適に制御することができないという問題がある。

【 0 0 0 7 】

また、従来のアレーアンテナシステムは、アレーアンテナの指向性パターンにヌル点を形成して所望信号以外の干渉信号をキャンセルする場合に、干渉信号の中からキャンセルするものを選択していないので、全ての干渉信号をキャンセルするようにしている。また、アレーアンテナの指向性パターンにヌル点を多数含めるようにした場合、該パターンには高レベルのサイドローブ (side lobe) が多数発生する虞がある。特に、干渉信号の数がアレー自由度以上になる場合には、所望信号方向の利得が大きくなるようにシャープな指向性パターンを形成することが難しい。このため、アレーアンテナの受信利得が低下するが、これにより受信信号のレベルが低下する。同様に、受信時に得られた重み係数を必要に応じ補正して送信時の指向性パターン形成に用いる場合においても、シャープな指向性パターンが形成されないので、送信利得を上げることができない。

【 0 0 0 8 】

さらに、同時に二つ以上の信号を所望信号として受信したい場合には、二組以上の重み係数を求めるために二組以上の重み係数計算部が必要となり、システム構成が複雑になるという問題もある。

【 0 0 0 9 】

本発明は、このような事情を考慮してなされたもので、その目的は、干渉信号を適切に抑制して所望信号の受信品質を向上させることができるアレーアンテナシステム及びその指向性制御方法を提供することにある。

【 0 0 1 0 】

【課題を解決するための手段】

上記の課題を解決するために、請求項 1 に記載のアレーアンテナシステムは、複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを備え、前記各アンテナ素子で受信した受信信号を合成して出力するアレーアンテナシステムにおいて、前記各アンテナ素子で受信した受信信号の中から、所望信号とキャンセルする干渉信号を検出し選択する制御手段と、前記各アンテナ素子で受信した受信信号から、前記所望信号と前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルを検出する方向ベクトル検出手段と、前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルに基づいて、前記キャンセルする干渉信号の数分の擬似信号を生成する擬似信号生成手段と、前記擬似信号と前記所望信号の到来方向ベクトルから、前記各アンテナ素子の重み係数を生成するアレー重み生成手段と、前記重み係数によって前記各アンテナ素子で受信した受信信号を重み付けし、その重み付けされた受信信号を合成する信号合成手段とを備えたことを特徴としている。

本発明の実施の形態においては、アレー重み生成手段は、擬似信号の相関行列の逆行列と所望信号の到来方向ベクトルの乗算結果を合成して、各アンテナ素子の重み係数を生成する。

なお、制御手段は、検出した干渉信号についてその全てを選択する必要はない。

【 0 0 1 1 】

請求項 2 に記載のアレーアンテナシステムにおいては、前記制御手段は、検出した信号の信号レベルに基づいて前記所望信号とキャンセルする干渉信号の選択を行うことを特徴とする。

【 0 0 1 2 】

請求項 3 に記載のアレーアンテナシステムにおいては、前記方向ベクトル検出手段は、前記各アンテナ素子の位相情報を到来方向ベクトルとして検出することを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

請求項 4 に記載の移動端末は、請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかの項に記載のアレーアンテナシステムを備えたことを特徴としている。

【 0 0 1 4 】

上記の課題を解決するために、請求項 5 に記載のアレーアンテナ指向性制御方法は、複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを備え、前記各アンテナ素子で受信した受信信号を合成して出力するアレーアンテナシステムにおけるアレーアンテナ指向性制御方法であって、前記各アンテナ素子で受信した受信信号の中から、所望信号とキャンセルする干渉信号を検出し選択する制御過程と、前記各アンテナ素子で受信した受信信号から、前記所望信号と前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルを検出する方向ベクトル検出過程と、前記キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルに基づいて、前記キャンセルする干渉信号の数分の擬似信号を生成する擬似信号生成過程と、前記擬似信号と前記所望信号の到来方向ベクトルから、前記各アンテナ素子の重み係数を生成するアレー重み生成過程と、前記重み係数によって前記各アンテナ素子で受信した受信信号を重み付けし、その重み付けされた受信信号を合成する信号合成過程とを含むことを特徴としている。

【 0 0 1 5 】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照し、本発明の一実施形態を説明する。

図 1 は、本発明の一実施形態によるアレーアンテナシステムの受信機能に係る構成を示すブロック図である。図 1 に示すアレーアンテナシステムは、例えば携帯電話機に具備されるものであり、基地局から送信された符号分割多元接続（CDMA）方式の無線信号を、複数のアンテナ素子 1-1 ～ N からなるアレーアンテナを用いて受信し無線通信を行うものである。

【 0 0 1 6 】

図 1 において、無線受信部 2 は、アンテナ素子 1-1 ～ N の N 個の無線信号を増幅して複素数ベースバンド信号へ変換後、A/D 変換器（Analog to Digital Converter）によりデジタル信号に変換して受信信号 $x_1 \sim x_N$ を出力する。

【 0 0 1 7 】

信号検出部 3（一般的にサーチャと称される）は、受信信号 $x_1 \sim x_N$ のうち、任意の一つの受信信号（例えば受信信号 x_1 ）と、PN 符号（拡散符号）発生部 5 から出力されたローカルな PN 符号との相関演算を行い、この結果から、存在

が確認できる全ての基地局信号（マルチパス信号を含む）及び各基地局信号に対応するチップ同期タイミングを検出する。そして、該検出した基地局信号のそれぞれの信号レベル及び信号識別用 ID（例えば、それぞれ基地局信号の PN 符号のオフセット）のデータを制御部 4 へ出力する。この信号検出部 3 は、一つのアンテナ素子の受信信号に対してのみ相関演算を行うので、基地局信号の検出のための演算量は少なくなる。例えば、特開平 1 1 - 2 7 4 9 7 6 号公報記載のアレーアンテナシステムにおける演算量に比してアンテナ素子数分の一となる。

【 0 0 1 8 】

制御部 4 は、信号検出部 3 で検出された基地局信号の各信号レベルに基づいて、所望信号として受信する基地局信号と、該所望信号以外の基地局信号（干渉信号）のうち、キャンセルする基地局信号を選択する。

【 0 0 1 9 】

次いで、制御部 4 は、 M （2 以上の整数）個の方向ベクトル検出部 $6-1 \sim M$ の中から、所望信号に選択した基地局信号と干渉信号に選択した基地局信号の各々の到来方向ベクトルの検出を実行させる方向ベクトル検出部を選定する。例えば、所望信号の数と干渉信号の数の合計が M であり、所望信号の数が L （1 以上の整数）、干渉信号の数が「 $M-L$ 」である場合、制御部 4 は、 L 個の所望信号の到来方向ベクトル検出を行うものとして方向ベクトル検出部 $6-1 \sim L$ を選定し、「 $M-L$ 」個の干渉信号の到来方向ベクトル検出を行うものとして方向ベクトル検出部 $6-(L+1) \sim M$ を選定する。そして、この選定に従って、所望信号として選択した基地局信号と干渉信号として選択した基地局信号のそれぞれのチップ同期タイミングを、方向ベクトル検出部 $6-1 \sim M$ へ出力するように、信号検出部 3 を制御する。この制御に従って、信号検出部 3 は、各チップ同期タイミングを該当する方向ベクトル検出部 $6-1 \sim M$ へそれぞれ出力する。

【 0 0 2 0 】

なお、選択できる所望信号及びキャンセルする干渉信号の合計数の最大値は、方向ベクトル検出部の数（ M ）である。また、一般的に M はアレーアンテナのアンテナ素子数 N 以下であることが適当であるが、これに限定されるものではない。

【 0 0 2 1 】

上記のように、制御部 4 が、基地局信号のそれぞれの信号レベルに基づいてキャンセルする基地局信号を選択するので、干渉信号の中からキャンセルするものを適切に選択することができる。また、キャンセルする干渉信号の数を制限することができるので、キャンセルする信号数がアレーの自由度を超えることを防止可能である。また、所望信号方向の利得が大きくなるように、アレーアンテナの指向性パターンをシャープに形成したい場合には、キャンセルする干渉信号の数を零に設定すればよい。このように本実施形態によれば、干渉信号の抑制を適切に行うことができる。

なお、制御部 4 は、制御信号により各部の動作を制御して干渉信号の抑制制御を行う。例えば上述した制御以外には、選択した所望信号及びキャンセルする干渉信号の合計数が方向ベクトル検出部の数 (M) より少ない場合に、使用していない方向ベクトル検出部等をオフにするなどの制御を行う。

【 0 0 2 2 】

次に、方向ベクトル検出部 6 - 1 ~ M は、信号検出部 3 から入力された、制御部 4 が選択した各基地局信号に対応するチップ同期タイミングで、PN 符号発生部 5 から出力された PN 符号を用いて受信信号 $x_1 \sim x_N$ の逆拡散処理を行うことにより、各基地局信号に含まれるそれぞれのパイロット信号を抽出する。これら検出したパイロット信号は、各選択された基地局信号の到来方向にそれぞれ対応した各アンテナ素子の位相情報を含んでおり、基地局信号の到来方向を示す到来方向ベクトルとなる。これにより、方向ベクトル検出部 6 - 1 ~ M は、各々抽出したパイロット信号を、制御部 4 によってそれぞれに選定された基地局信号の到来方向ベクトルとして検出する。

【 0 0 2 3 】

ここで、上述したパイロット信号を抽出する処理、すなわち到来方向ベクトルを検出する処理について詳細に説明する。

アレーアンテナ素子の受信信号をベクトル $X(nT_s)$ で表す。

$$X(nT_s) = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$$

但し、 T は転置、 n はサンプリング番号、 T_s はサンプリング周期である。

すると、CDMA方式の移動通信システムにおいて、アレーアンテナ素子の受信信号は、(1)、(2)式で表される。

【0024】

【数1】

$$X(nT_s) = \sum_{h=1}^K \left\{ e^{jPN(nT_s - PN_offset_h - d_h)} [1 + spt_h(nT_s - d_h)] \right\} S_h \quad \dots(1)$$

但し、 $e^{jPN(nT_s - PN_offset_h - d_h)}$ は拡散符号(PN符号)、
 PN_offset_h は基地局 h を一意に識別するためのPN符号のオフセット、
 d_h は基地局 h からの信号伝搬遅延、 K は基地局信号の数、
 $spt_h(nT_s)$ はパイロット信号以外の全信号(SYNC, Paging, Traffic等)、
 1 はパイロット信号、 S_h は方向ベクトルである。

【0025】

【数2】

$$S_h = [A_{h1}e^{j\theta_{h1}}, \dots, A_{hi}e^{j\theta_{hi}}, \dots, A_{hN}e^{j\theta_{hN}}]^T \quad \dots(2)$$

但し、 $A_{hi}, \theta_{hi} (h=1, \dots, K; i=1, \dots, N)$ はそれぞれ
 h 番目基地局信号のアンテナ素子 i の受信信号の振幅及び
 到来方向とフェージングどちらか又は両方による位相である。

【0026】

そして、ある基地局 h_0 の信号の到来方向ベクトル S_{h_0} は(3)式で検出することができる。

【0027】

【数 3】

$$\sum_{n=n_0}^{n_0+T_c-1} X(nT_s) e^{-jPN(nT_s - PN_offset_{h0} - d_{h0})} \approx T_c S_{h0} \quad \dots(3)$$

但し、 T_c は逆拡散計算範囲（固定の整数）、 n_0 は逆拡散計算の時間起点、 $e^{-jPN(nT_s - PN_offset_{h0} - d_{h0})}$ はPN符号発生部5から出力されたPN拡散符号である

【0028】

基地局 h_0 のPN符号のオフセット「 PN_offset_{h0} 」と基地局 h_0 からの信号伝播遅延 d_{h0} は、信号検出部3が検出した基地局 h_0 の信号のチップ同期タイミングである。上記（3）式は相関演算（逆拡散）であるので、PN符号の相関特性及びwalshコードにより変調された $spt_h(nT_s)$ の相関特性から、基地局 h_0 の信号の到来方向ベクトル S_{h0} を検出することが可能となる。

【0029】

そして、

$$n_0 = kT_c \quad (k=0, 1, 2, \dots)$$

と設定すれば、到来方向ベクトル S_{h0} の時間系列を検出することができ、到来方向の変化に追従することができる。上記（3）式の演算を、制御部4により選択された全部の基地局信号に対してそれぞれ行うことによって、各基地局信号の到来方向ベクトルを検出する。

そして、方向ベクトル検出部6-1～Mは、上記処理により検出した到来方向ベクトルをノイズ抑圧・スケーリング部7-1～Mへそれぞれ出力する。

【0030】

上記方向ベクトル検出部6-1～Mは、受信信号 $x_1 \sim x_N$ とローカルのPN符号とのそれぞれの相関演算により到来方向ベクトルを求める。したがって、従来のように受信信号 $x_1 \sim x_N$ 間の複素共役乗算を行う必要がなく、さらに受信信号

自体を基準として受信信号 $x_1 \sim x_N$ 間の比較を行う必要もないので、高精度の到来方向ベクトルを検出することができる。

【 0 0 3 1 】

ノイズ抑圧・スケーリング部 7-1 ~ M は、入力された到来方向ベクトルに対して、着目信号以外の信号とノイズを抑圧する機能と、スケーリングを行う機能を有する。上記着目信号とは、到来方向ベクトルを検出する対象の基地局に対応するチップ同期タイミングで逆拡散処理が行われた基地局信号のことを指す。

【 0 0 3 2 】

まず、着目信号以外の信号とノイズの抑圧処理では、無相関の信号が逆拡散後に擬似ノイズ (pseudo-noise) と同じ特性を持つという性質を利用し、移動平均などの LPF (Low Pass Filter) を用いて着目信号以外の信号とノイズを抑圧する。この抑圧処理が成された到来方向ベクトルの振幅は、受信信号の振幅と連動しているので (上記 (2) 式参照)、以降のデジタル信号処理においてオーバーフロー (overflow) などの不都合が発生する虞がある。そこで、スケーリング処理により、ノイズ抑圧処理が成された到来方向ベクトルの振幅を、一定の範囲内に抑えるよう調節する。

【 0 0 3 3 】

なお、スケーリング処理は、単に到来方向ベクトルの振幅を一定範囲内に抑えるように調節する処理であり、様々な方法が考えられる。以下に、スケーリング処理の例を示す。到来方向ベクトル S_h は、

$$S_h = [S_{h1}, S_{h2}, \dots, S_{hN}]^T$$

のように展開して表される。但し、 S_{hi} は S_h の i 番目の要素である。

そして、 S_{hi} の中から絶対値が一番大きい要素 S_{max} を取得する ((4) 式)。

$$S_{max} = \max [|S_{hi}|] \quad \dots (4)$$

但し、 $|S_{hi}|$ は S_{hi} の絶対値である。

そして、(5) 式により、スケーリングを行う。

【 0 0 3 4 】

【数 4】

$$\frac{S_h}{S_{max}} \quad \dots(5)$$

【0 0 3 5】

また、上記（４）式の代わりに（６）式を用い、（７）式によりスケーリングを行ってもよい。

【0 0 3 6】

【数 5】

$$S_{avg} = \frac{1}{M_{select} N} \sum_{h=1}^{M_{select}} \sum_{i=1}^N |S_{hi}| \quad \dots(6)$$

但し、 M_{select} は制御部 4 が選択した所望信号数と干渉信号数の和である。

【0 0 3 7】

【数 6】

$$\frac{S_h}{S_{avg}} \quad \dots(7)$$

【0 0 3 8】

このスケーリング処理後、制御部 4 が選択した所望信号（例えば L 個）に対応する到来方向ベクトル $S_1 \sim S_L$ はアレー重み生成部 9 へ出力される。一方、制御部 4 が選択したキャンセルする干渉信号（例えば「 $M-L$ 」個）に対応する到来方向ベクトル（「 $M-L$ 」個）は擬似信号生成部 8-1 ～（ $M-L$ ）へ出力される。

【0 0 3 9】

次に、擬似信号生成部 8-1 ~ (M-L) は、入力された到来方向ベクトルに基づいて、キャンセルする干渉信号の数（「M-L」個）分の擬似信号 $V_1 \sim V_{M-L}$ を生成する。但し、これら擬似信号 $V_1 \sim V_{M-L}$ は、各信号間の相関がなく、互いに無相関の信号となるようにする。

まず、擬似信号生成部 8-1 ~ (M-L) は、無相関の信号 $g_1(k) \sim g_{M-L}(k)$ を生成する。この無相関の信号 $g_1(k) \sim g_{M-L}(k)$ として利用可能な信号の例を、(8) ~ (10) 式に示す。

【0040】

$$g_i(k) = \sin(2\pi f_i k) \quad \dots (8)$$

但し、 i は 1, 2, ... (M-L) である。 f_i は任意の実数であり、且つ、 $i \neq j$ のとき $f_i \neq f_j$ である。

【0041】

$$g_i(k) = PN(k - U_i) \quad \dots (9)$$

但し、 i は 1, 2, ... (M-L) である。 $PN()$ は PN 符号関数を表す。 U_i は任意の整数であり、且つ、 $i \neq j$ のとき $U_i \neq U_j$ である。

【0042】

$$g_i(k) = PN(k - U_i) \times \sin(2\pi f_i k) \quad \dots (10)$$

但し、 i は 1, 2, ... (M-L) であり、且つ、 $i \neq j$ のとき $f_i \neq f_j$, $U_i \neq U_j$ である。

【0043】

擬似信号生成部 8-1 ~ (M-L) は、(11) 式に示すように上記信号 $g_1(k) \sim g_{M-L}(k)$ と入力された到来方向ベクトルを掛け算して、擬似信号 $V_1 \sim V_{M-L}$ を求める。

$$V_i(k) = g_i(k) S_{L+i} \quad \dots (11)$$

但し、 i は 1, 2, ... (M-L) である。 $S_{L+1} \sim S_M$ は、キャンセルする干渉信号（「M-L」個）に対応する「M-L」個の到来方向ベクトルである。

【0044】

これら擬似信号 $V_1 \sim V_{M-L}$ は、加算器 11 で足し合わされた後にアレー重み生成部 9 へ入力される。

【 0 0 4 5 】

次に、アレー重み生成部 9 は、入力信号（到来方向ベクトル $S_1 \sim S_L$ と擬似信号 $V_1 \sim V_{M-L}$ の総和）から、アンテナ素子 $1-1 \sim N$ 毎の重み係数を生成する。この重み係数の生成アルゴリズムを説明する。

まず、相関行列 $R(k)$ を (12) 式で定義する。

$$R(k) = E[V(k)V^H(k)] \quad \dots (12)$$

但し、 $E[\]$ は集合平均演算である。 $V(k)$ は擬似信号 $V_1 \sim V_{M-L}$ の総和（加算器 11 の出力信号）である。 $V^H(k)$ は、 $V(k)$ のエルミネート転置（複素数共役転置）行列である。

【 0 0 4 6 】

そして、重み係数 $\{W; w_1 \sim w_N\}$ は (13) 式で求められる。

$$W = R^{-1}(k) S H \quad \dots (13)$$

但し、 $R^{-1}(k)$ は $R(k)$ の逆行列である。 S は、所望信号（例えば L 個）に対応する到来方向ベクトルの行列 $[S_1, \dots, S_L]$ である。 H は、行列 $[H_1, \dots, H_L]$ の転置行列であり、 $H_1 \sim H_L$ は任意の複素数である。この H は、所望信号（例えば L 個）毎の到来方向ベクトルに対応するメインビームを合成するためのものである。例えば、 $H_1 \sim H_L$ は全て 1 とする。上記 (13) 式により得られた重み係数に対応するアレー指向性は、ヌル点を形成し、干渉をキャンセルするので、ヌルステアリングと称する。

【 0 0 4 7 】

上記 (12) 式において、相関行列 $R(k)$ は所望信号成分を含んでいない。これにより、重み係数 W を用いて、キャンセルする干渉信号に対応したヌル点を確実に形成することができるので、キャンセルする干渉信号が確実に抑制される。さらに、上記 (13) 式により、一組の重み係数 W でマルチメインビームの指向性パターンを形成することができ、異なる到来方向の所望信号を同時に受信することができるので、マルチパス環境や二つ以上の基地局信号を同時に受信することが求められる移動端末の CDMA 受信機等に対して、特に有効である。

【 0 0 4 8 】

なお、干渉信号を一つもキャンセルしない場合には、(14) 式で重み係数 W

を求める。(14)式により得られた重み係数に対応するアレー指向性は、メインビームを所望信号の方向へ向かせるがヌル点を形成しないので、ビームステアリングと称する。

$$W = SH \quad \dots (14)$$

【0049】

上記したアレー重み生成アルゴリズムによれば、参照信号が不要となり、アレーアンテナシステムの構成を大幅に簡素化でき、さらに演算量を削減することができる。さらに、逆拡散利得の影響を受けないので、深いヌル点を形成することが可能となり、干渉信号を確実に抑圧することができる。

【0050】

次に、信号合成部10は、乗算器12及び加算器11を使用して、(15)式に基づきアレー重み生成部9から入力された重み係数 $\{W; w_1 \sim w_N\}$ を受信信号 $\{X; x_1 \sim x_N\}$ にそれぞれ乗じた後、足し合わせてアレー出力信号 y として出力する。

$$y = W^H X \quad \dots (15)$$

但し、 W^H は、 W のエルミネート転置行列である。

【0051】

なお、上記(13)式で求めた重み係数を用いてアレーアンテナの指向性パターンを形成する場合、干渉信号を抑制する能力を高めるために、アレー素子間の間隔を一定値以上、例えば2分の1波長に設定するのが好ましい。一方、(14)式で求めた重み係数を用いる場合には、干渉信号をキャンセルしないので、アレー素子間の間隔に対する要求は特になく、例えばアレー素子間隔をなくしても(零に設定しても)問題ない。この場合はアレー素子が指向性(故意に形成する指向性、又は独立の素子が指向性を持たなくてもアンテナアレーになると形成される指向性)を持つときに有効となる。

【0052】

なお、上述した実施形態では、図1に示すようにM個の方向ベクトル検出部を設けたが、方向ベクトル検出部を一つだけ備えて、時分割で順次、最大M回の到来方向ベクトル検出処理をそれぞれのチップ同期タイミングで実行するようにし

てもよい。

また、ノイズ抑圧・スケーリング部についても一つだけ備えるようにして、時分割で順次、最大M回の処理を行うようにしてもよい。なお、受信信号の振幅の変動が少ないときはスケーリング処理を省略してもよい。

なお、擬似信号生成部については、複数の擬似信号生成部を備えるようにしてもよいが、必要な擬似信号生成部の数はキャンセルする干渉信号の数に応じて変動するので、一つだけ備えて時分割で順次、キャンセルする干渉信号の数分の回数の処理を行うようにするのが効率的である。

【 0 0 5 3 】

なお、信号検出部 3 と制御部 4 の機能分担（信号処理フロー）は、上記した構成に限定されない。例えば、信号検出部 3 がそれぞれの基地局信号のレベル及びチップ同期タイミングの情報を制御部 4 へ全て出力し、制御部 4 が、所望信号とキャンセルする干渉信号を選定後、該選定された信号のそれぞれのチップ同期タイミングを方向ベクトル検出部 6 - 1 ~ M へ出力するようにしてもよい。

【 0 0 5 4 】

図 2 は、本発明のアレーアンテナシステムと従来の逆拡散後の LMS アレーアンテナシステムを C I R (Carrier to Interference power Ratio) で比較するための累積確率分布のグラフ図である。この C I R は半波長間隔正方形配置 4 素子アレーアンテナを用いたフィールド検証結果であり、A 1 が本発明のアレーアンテナシステムの C I R を示し、A 2 が従来の LMS アレーアンテナシステムの C I R を示す。図 2 に示すように、本発明のアレーアンテナシステムを用いることによって C I R が向上している。

【 0 0 5 5 】

図 3 は、本発明のアレーアンテナシステムにより形成されたアレーアンテナの指向性パターンを示す図である。図 3 の例では、所望信号 1 の到来方向が 30° 、所望信号 2 の到来方向が -50° であり、それらの信号レベルを基準の 0 dB としている。そして、干渉信号 1 の到来方向が 70° であり、その信号レベルが -3 dB、干渉信号 2 の到来方向が -10° であり、その信号レベルが -2 dB である。この信号条件における半波長間隔直列配置 4 素子アレーアンテナの指向

性パターンを示している。図3に示されるように、2つの所望信号1, 2の到来方向にそれぞれメインビームが形成され、さらに2つの干渉信号1, 2の到来方向にヌル点がそれぞれ形成されている。このような指向性パターン特性は、マルチパス環境や二つ以上の基地局信号を同時に受信することが求められる移動端末のCDMA受信機等に対して、特に有効である。

【0056】

なお、上述した実施形態では、受信時の指向性パターンを形成する場合を例に挙げて説明したが、重み係数 W を適宜補正して送信時の指向性パターンを形成することも可能である。

【0057】

また、上述した実施形態では、CDMA方式の移動通信システムにおいて、パイロット信号を利用して信号の到来方向ベクトルを検出したが、パイロット信号に限定されず、受信信号の到来方向又はフェージングのいずれか、あるいは両方に対応したアンテナ素子間の受信信号の位相情報を抽出できれば、パイロット信号を用いていない他の無線方式にも同様に適用することができる。

【0058】

以上、本発明の実施形態を図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲の設計変更等も含まれる。

【0059】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、受信する所望信号及びキャンセルする干渉信号を選択し、該所望信号の到来方向ベクトルと干渉信号の到来方向ベクトルに基づいてアレーアンテナの指向性パターンが形成されるので、アレーアンテナの指向性パターンを最適に制御することが可能となり、これにより干渉信号を適切に抑制して所望信号の受信品質を向上させることができる。

【0060】

特に、擬似信号生成手段により生成された擬似信号の相関行列（上記（12）式の $R(k)$ ）は所望信号成分を含んでいないので、本発明の重み係数を用いて、キャンセルする干渉信号に対応したヌル点を確実に形成することができる。この結果として、キャンセルする干渉信号が確実に抑制されるという効果が得られる。さらに、一組の重み係数でマルチメインビームの指向性パターンを形成することができ、異なる到来方向の所望信号を同時に受信することができるので、マルチパス環境や二つ以上の基地局信号を同時に受信することが求められる移動端末のCDMA受信機等に対して、特に有効である。

【0061】

さらに、アレー重み係数の計算には所望信号の到来方向ベクトルと擬似信号のみを用いるので、逆拡散ゲインの影響を受けない。この結果、逆拡散後のアレーアンテナと比べて深いヌル点を形成することが可能となり、干渉信号をより確実に抑制することができる。

【0062】

また、所望信号及びその数、干渉信号及びその数を選択することができるので、指向性パターンの制御の自由度が高く、所望信号の受信特性に応じて最適な指向性パターンを容易に形成することができる。例えば、所望信号の受信利得を高めるためにシャープなビーム指向性が必要な場合は、単に干渉信号を選択しないことによりヌル点を非形成として、シャープなビーム指向性を実現することができる。

【0063】

また受信信号の信号レベルに基づいて所望信号とキャンセルする干渉信号の選択が行われるので、キャンセルする干渉信号を適切に選択し、効果的に指向性パターンの制御を行うことができる。

【0064】

また、各アンテナ素子の受信信号とローカルの拡散符号（PN符号）との相関演算によって到来方向ベクトルを検出するので、例えば特開平11-274976号公報記載の従来技術のように受信信号間の複素共役乗算を行う必要がなく、さらに受信信号自体を基準として受信信号間の比較を行う必要もないので、到来

方向ベクトルの検出精度が向上する。

【 0 0 6 5 】

さらに、本発明によって検出される到来方向ベクトルは、受信信号の到来方向又はフェージングのいずれか、あるいは両方による各アンテナ素子間の位相情報を示すものであるので、フェージング環境においても各アンテナ素子の受信信号を同相で合成することができる。これにより、信号の到来方向を定義することができないフェージング環境においても適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施形態によるアレーアンテナシステムの受信機能に係る構成を示すブロック図である。

【図 2】 本発明のアレーアンテナシステムと従来の逆拡散後の LMS アレーアンテナシステムを C I R で比較するための累積確率分布のグラフ図である。

【図 3】 本発明のアレーアンテナシステムにより形成されたアレーアンテナの指向性パターンを示す図である。

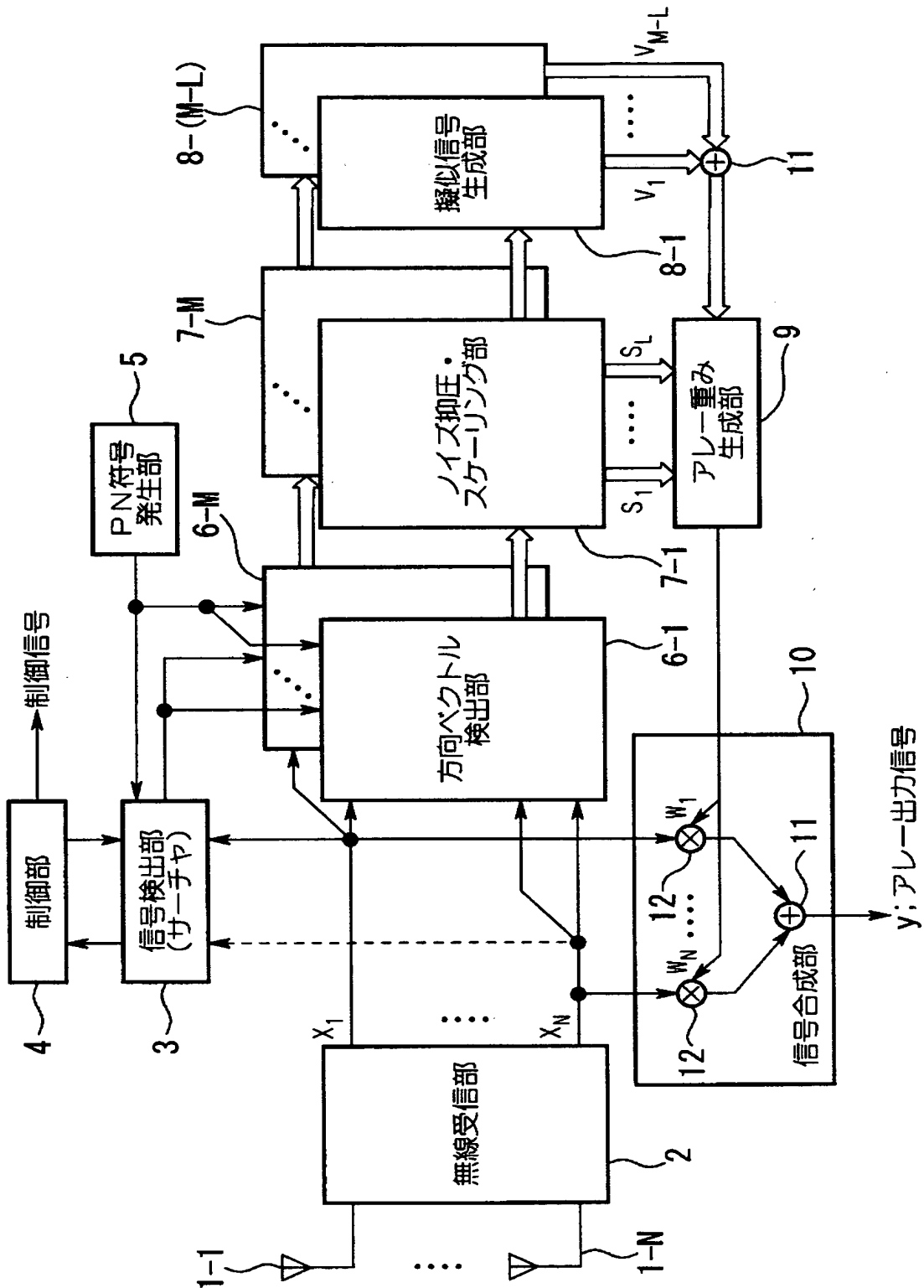
【符号の説明】

1 - 1 ~ N ... アンテナ素子、 2 ... 無線受信部、 3 ... 信号検出部、 4 ... 制御部、 5 ... P N 符号発生部、 6 - 1 ~ M ... 方向ベクトル検出部、 7 - 1 ~ M ... ノイズ抑圧・スケーリング部、 8 - 1 ~ (M - L) ... 擬似信号生成部、 9 ... アレー重み生成部、 1 0 ... 信号合成部、 1 1 ... 加算器、 1 2 ... 乗算器

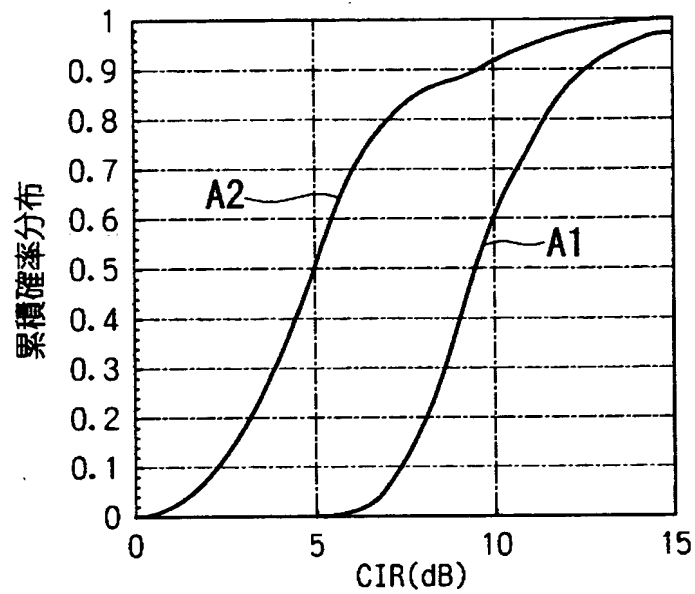
【書類名】

図面

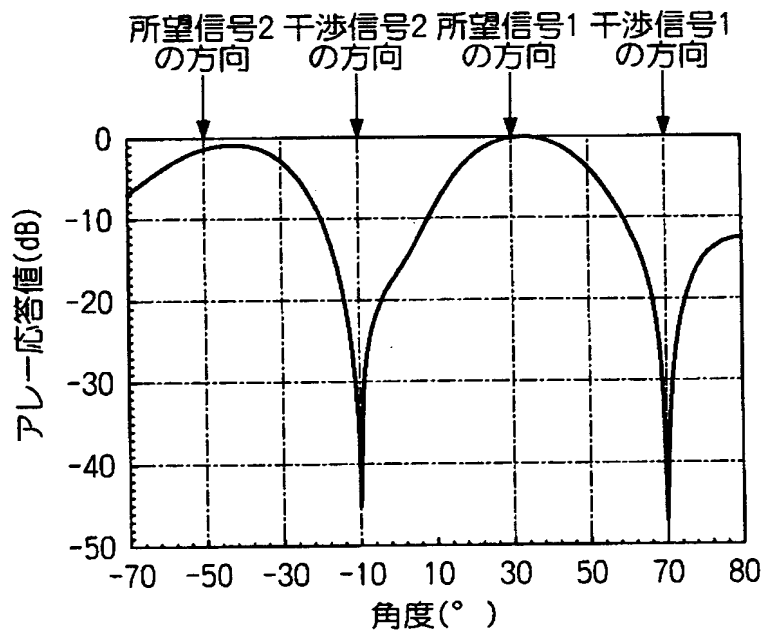
【図 1】



【図 2】



【図 3】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 干渉信号を適切に抑制して所望信号の受信品質を向上させることができるアレーアンテナシステムを実現する。

【解決手段】 アンテナ素子 $1 - 1 \sim N$ の受信信号 $x_1 \sim x_N$ から送信元毎の受信信号を検出する信号検出部 3 と、該送信元毎の受信信号の中から所望信号とキャンセルする干渉信号を選択する制御部 4 と、所望信号とキャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルを検出する方向ベクトル検出部 6 と、キャンセルする干渉信号の到来方向ベクトルに基づき該干渉信号数分の擬似信号を生成する擬似信号生成部 8 と、擬似信号の相関行列の逆行列と所望信号の到来方向ベクトルの乗算結果を合成してアンテナ素子 $1 - 1 \sim N$ の重み係数 $w_1 \sim w_N$ を生成するアレー重み生成部 9 と、重み係数 $w_1 \sim w_N$ によって受信信号 $x_1 \sim x_N$ の重み付けし、その重み付けされた受信信号を合成する信号合成部 10 とを備える。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000006633]

1. 変更年月日 1998年 8月21日
[変更理由] 住所変更
住 所 京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地
氏 名 京セラ株式会社

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000208891]

1. 変更年月日 2001年 4月 2日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都新宿区西新宿二丁目3番2号
氏 名 ケイディーディーアイ株式会社
2. 変更年月日 2002年11月28日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都新宿区西新宿二丁目3番2号
氏 名 KDDI株式会社